

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 103 17 380.3
Anmeldetag: 15. April 2003
Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG,
81669 München/DE
Bezeichnung: Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler
IPC: H 02 M 3/156

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 15. April 2004
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident

Im Auftrag

Sieck

Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler

Die Erfindung betrifft Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler und insbesondere solche, die eine höhere Eingangsspannung in eine
5 niedrigere Ausgangsspannung umwandeln.

Derartige Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler sind beispielsweise aus R. Köstner, A. Möschwitzer, „Elektronische Schaltungen“ Hansa-Verlag 1993, Seiten 281 bis 286 bekannt und umfassen
10 eine Reihenschaltung einer Drossel und eines Kondensators, wobei über dem Kondensator eine Ausgangsspannung für eine Last abgegriffen wird und die Last einen Laststrom hervorruft, sowie einen Umschalter zum Aufschalten einer Eingangsspannung auf die Reihenschaltung oder zum Kurzschließen der
15 Reihenschaltung. Die Steuerung des Umschalters erfolgt durch eine Steuerschaltung derart, dass der Umschalter die Reihenschaltung abwechselnd beispielsweise für eine erste Zeitdauer kurzschließt oder für eine zweite Zeitdauer auf die Eingangsspannung aufschaltet. Das Verhältnis der Zeitdauern (Pulsweitenmodulation) wird entsprechend der gewünschten Ausgangs-
20 spannung geregelt.

Ein Problem bei derartigen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlern (DC/DC Converter) ist das dynamische Verhalten bei kleinen
25 Ausgangsspannungen und insbesondere die Konstanz der Ausgangsspannung bei sich änderndem Laststrom. Unter kleiner Ausgangsspannung sind beispielsweise Spannungen von 5 V und weniger zu verstehen. Dabei sind vor allem Laststromänderungen von großen Lastströmen zu kleinen Lastströmen problematisch insbesondere dann, wenn nicht Dioden als Freilaufbau-
30 elemente verwendet werden, sondern Synchrongleichrichter, die durch entsprechend angesteuerte Feldeffekttransistoren realisiert werden.

Ein solcher Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler ist beispielsweise in Figur 1 dargestellt. Dabei weist eine als Umschalter dienende Gegentaktendstufe zwei Transistoren Q_1 und Q_2 auf, die jeweils eine entsprechend gepolte Diode D_1 bzw. eine Diode D_2 (Body Dioden) zwischen ihren jeweiligen Source- und Drainanschlüssen aufweisen. Die Gegentaktendstufe ist mit einer Eingangsspannung U_E beaufschlagt derart, dass der Drainanschluss des als Synchrongleichrichter eingesetzten Transistors Q_1 beispielsweise mit der Eingangsspannung U_E beaufschlagt ist während der Sourceanschluss des Transistors Q_2 an Masse M angeschlossen ist. Der Drainanschluss des Transistors Q_2 sowie der Sourceanschluss des Transistors Q_1 sind miteinander verschaltet und bilden den Ausgang der Gegentaktendstufe. Die Gateanschlüsse der Transistoren Q_1 und Q_2 werden durch eine Treiberschaltung DR mittels Steuerspannungen V_{G1} und V_{G2} angesteuert, wobei als Bezugspunkt für die Steuerspannung V_{G1} der Ausgangsanschluss der Gegentaktendstufe und für die Steuerspannung V_{G2} Masse M dient. Die Treiberschaltung DR wird von einer Steuerschaltung CTR angesteuert, die ein pulsweitenmoduliertes Rechtecksignal in die Treiberschaltung DR einspeist.

Zwischen den Ausgang der Gegentaktendstufe und Masse M ist eine Reihenschaltung bestehend aus einer Spule L und einem Kondensator C geschaltet, wobei die Drossel L einen parasitären Widerstand R_s und der Kondensator C einen parasitären Widerstand R_p aufweist, die von ihrer Wirkung her seriell zur Drossel L bzw. zu dem Kondensator C liegen. Innerhalb der Reihenschaltung ist die Drossel L gegen den Ausgang der Gegentaktendstufe und der Kondensator C gegen Masse M geschaltet. An dem Abgriff zwischen Drossel L und Kondensator C kann eine Ausgangsspannung U_A gegen Masse M abgegriffen werden.

Mit der Ausgangsspannung U_A wird ein Lastwiderstand R_L gespeist, der einen Ausgangsstrom I_A hervorruft.

In die Drossel L fließt ein Strom I_L , der je nach Schaltzustand der Gegentaktendstufe im wesentlichen entweder durch einen durch den Transistor Q_1 fließenden Strom I_{Q1} oder durch einen durch den Transistor Q_2 fließenden Strom I_{Q2} gebildet wird.

Wie aus Figur 2 zu ersehen ist, ist der Stromanstieg di_L/dt in der Drossel L bei eingeschaltetem Transistor Q_1 sehr viel größer als der Stromabfall $-di_L/dt$ in der Drossel L bei eingeschaltetem Transistor Q_2 (Transistor Q_1 ausgeschaltet). Der Grund dafür ist, dass die treibende Spannung über der Drossel L beispielsweise bei einer Eingangsspannung von 12 V und einer Ausgangsspannung von 1,5 V sehr viel größer ist, wenn der Transistor Q_1 eingeschaltet und der Transistor Q_2 ausgeschaltet ist.

Im eingeschwungenen Zustand, also bei konstantem Laststrom, ist dieses Verhalten unproblematisch. Anders jedoch bei schnellen Laststromänderungen von hoher Last zu niedriger Last also beispielsweise von Volllast auf Leerlauf. Der Strom I_L in der Drossel und der Ausgangsstrom I_A (Laststrom) sind vor der Laststromänderung groß und zwar beide etwa gleich groß. Geht der Laststrom schlagartig auf einen sehr kleinen Wert zurück, so muss der eingeprägte Drosselstrom in den Kondensator C fließen. Der Strom I_L wird kleiner und kleiner bis er schließlich auf den Wert des Ausgangsstroms I_A (Laststroms) zurückgeht. Dabei lädt er den Kondensator C weiter auf, so dass sich die Ausgangsspannung U_A erhöht. In erster Näherung wird dabei die in der Drossel L gespeicherte Energie auf den Kondensator C übertragen.

Beim umgekehrten Lastwechsel hingegen, also bei einem Wechsel von kleiner Last zu großer Last, fließt zunächst ein sehr kleiner bzw. gar kein Strom I_L in der Drossel L und kaum ein Ausgangsstrom I_A . Wird der Laststrom und damit der Ausgangsstrom I_A plötzlich größer, so muss der erhöhte Strombedarf zunächst aus dem Kondensator C gedeckt werden, während der Strom I_L durch die Drossel L steigt. Dabei sinkt die Spannung über dem Kondensator C (in etwa die Ausgangsspannung U_A) etwas ab und zwar so lange, bis der Strom I_L in der Drossel L die Größe des Ausgangsstromes I_A erreicht hat.

Die Differenz zwischen Ausgangsstrom I_A und Strom I_L durch die Drossel L muss der Kondensator C liefern bzw. muss in diesen hineinfließen. Dabei verringert oder erhöht sich seine Spannung und somit die Ausgangsspannung U_A . Da die Änderungsgeschwindigkeit des Stromes I_L bei Stromabfall sehr viel kleiner ist als beim Stromanstieg (siehe Figur 2), ist dieser Lastwechselfall, großer Laststrom auf kleinen Laststrom, sehr viel kritischer als der umgekehrte Fall, d.h. die Änderung der Ausgangsspannung (in diesem Fall Erhöhung) aufgrund des verzögerten Stromabfalls in der Drossel ist größer als im Falle eines Lastanstiegs. Insbesondere bei Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlern mit kleinen Ausgangsspannungen, sehr enger Toleranz der Ausgangsspannung und/oder hohem Laststrom (= viel Energie in der Drossel L) muss dieser Fall eingehend berücksichtigt werden.

Herkömmliche Steuerschaltungen reagieren auf einen Lastwechsel allein mit veränderter Pulsweitenmodulation d.h. Anpassung des Verhältnisses der Schaltzeiten der Transistoren Q_1 und Q_2 . Insbesondere wird dabei die Einschaltdauer des Transistors Q_1 verringert, wobei die Taktung regulär fortgesetzt

wird. Bei plötzlich kleiner werdendem Laststrom wird dabei die Einschaltdauer des Transistors Q_1 weiter verkürzt bis er schließlich überhaupt nicht mehr eingeschaltet wird. Dagegen wird die Einschaltdauer des Transistors Q_2 entsprechend verlängert. Da bei Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlern mit hohen Ausgangsströmen und kleinen Ausgangsspannungen der Transistor Q_2 (Low-Side-Schalter) einen Einschaltwiderstand von nur wenigen Milliohm hat, ist die im Transistor Q_2 (High-Side-Schalter) entstehende Verlustleistung relativ gering. Die in der Drossel L gespeicherte Energie wird daher weitgehend auf den Kondensator C übertragen. Das bedeutet, dass die Ausgangsspannung U_A in unzulässiger Weise ansteigen kann.

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, bekannte Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler derart weiterzubilden, dass bei Lastabwürfen keine oder zumindest nur eine geringe Erhöhung der Ausgangsspannung auftritt.

Die Aufgabe wird gelöst durch einen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler gemäß Patentanspruch 1. Ausgestaltungen und Weiterbildungen des Erfindungsgedankens sind Gegenstand von Unteransprüchen.

Vorteil der vorliegenden Erfindung ist es, ohne großen zusätzlichen Schaltungsaufwand ein Ansteigen der Ausgangsspannung bei Lastabwurf zu verringern.

Erzielt wird dies bei einem Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler der eingangs genannten Art dadurch, das Mittel zum Erhöhen eines Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung mit Drossel und Kondensator zumindest bei mittels des Umschalters kurzgeschlossener Reihenschaltung erhöht wird, wenn der Laststrom um einen bestimmten Wert abfällt. Die Erfindung schlägt also

vor, bei einem Lastwechsel von hohen Lastströmen zu kleinen Lastströmen zumindest einen Teil der in der Drossel gespeicherten Energie in einem anderen Bauelement als dem die Ausgangsspannung führenden Kondensators als Verlustleistung umzusetzen. Auf diese Weise wird weniger Energie auf diesen Kondensator transferiert, so dass sich dessen Spannung und damit die Ausgangsspannung nicht bzw. nicht wesentlich erhöht. Dieses (ggf. zusätzliche) Bauelement bewirkt die Widerstandserhöhung aber nur im Falle des Lastabwurfes, so dass kein Einfluss auf die „normale“ Betriebsweise ausgeübt wird.

Vorzugsweise wird der Umschalter mittels einer Gegentaktendstufe, die einen zweiten Transistor zum Kurzschließen und einen ersten Transistor zum Aufschalten der Eingangsspannung aufweist, realisiert, wobei einer der Transistoren als Synchrongleichrichter dient.

Bevorzugt wird die Leistung beim Lastabwurf in den Umschalter umgesetzt. Hierzu wird vorteilhafterweise der zweite Transistor bei Auftreten des Lastabwurfs durch die Steuerschaltung in einen weniger leitenden Zustand gesteuert. Damit wird die überschüssige Leistung bei einem Lastabwurf in den zweiten Transistor zumindest teilweise umgesetzt, so dass die Spannung über dem Kondensator und damit die Ausgangsspannung nicht wesentlich ansteigt.

Als zweiter Transistor kann entweder ein Metall-Oxid-Semiconductor-Feldeffekttransistor (MOS-FET) oder ein Junction-Feldeffekttransistor (J-FET) vorgesehen werden. Die MOS-FETs weisen in der Regel eine parasitäre Diode auf (Bodydiode), während J-FETs eine derartige Diode nicht haben. Im Falle eines MOS-FETs würde also im Hinblick auf das in Figur 1 gezeigte Beispiel bei einem Lastabwurf der erste Transistor

(Q₁) ausgeschaltet werden und der zweite Transistor (Q₂) ganz ausgeschaltet bleibt oder zumindest teilweise gesperrt wird. Der Strom I_L der Drossel L muss dann über die Bodydiode (D₂) des zweiten Transistors (Q₂) fließen, was wesentlich verlustreicher ist, als der Strompfad durch den zweiten Transistor Q₂ im eingeschalteten Zustand. Dadurch wird zumindest ein Teil der Energie der Drossel L im zweiten Transistor Q₂ umgesetzt, anstatt den Kondensator C aufzuladen.

Bei J-FETs, die keine Bodydiode haben oder speziellen MOSFETs ohne Bodydiode würden diese so angesteuert, dass entweder der Widerstand durch den zweiten Transistor selbst erhöht würde, wodurch ebenfalls Energie in erhöhtem Umfang im zweiten Transistor umgesetzt würde oder aber beide Transistoren werden komplett ausgeschaltet, so dass kein nennenswerter Strom durch diese fließt. In diesem Fall würde die in der Ausgangsdrossel gespeicherte Energie in einem anderen Bauelement partiell oder vollständig in Wärme umgesetzt werden oder aber auf einem anderen Energiespeicher wie z.B. einem weiteren Kondensator transferiert.

Das bedeutet, dass der zweite Transistor in einem Bereich gesteuert werden kann, in dem er ganz oder teilweise sperrt.

Anstelle der Implementierung der Widerstandserhöhung im Lastabwurfcase innerhalb des Umschalters kann auch zusätzlich ein drittes Element, insbesondere ein dritter Transistor vorgesehen werden, der bei einem Laststromabfall vom leitenden Zustand in einen weniger leitenden Zustand gesteuert wird. Der zweite Transistor bleibt dabei völlig durchgesteuert oder wird ebenfalls in einen weniger leitenden Zustand gebracht. Auf diese Weise wird kontrolliert die Leistung an dem dritten Transistor (oder drittem und zweitem Transistor) umgesetzt.

Der dritte Transistor kann dabei mit seiner Laststrecke seriell zur Laststrecke des zweiten Transistors geschaltet werden, kann aber auch in anderer Weise in Reihe oder parallel (J-FET) zur Drossel D geschaltet werden.

5

Der dritte Transistor kann dabei von der Steuerschaltung mitgesteuert werden oder aber auch autark durch eine zusätzliche den Laststrom auswertende Überwachungseinrichtung gesteuert werden.

10

Schließlich kann vorgesehen werden, dass der Laststrom direkt durch die Steuereinrichtung ausgewertet wird. Dazu wird vorzugsweise eine Strommesseinrichtung zwischen Kondensator und Last geschaltet. Damit lassen sich genauestens Laststromschwankungen feststellen. Bei geringeren Anforderungen kann jedoch auch auf eine direkte Laststromauswertung verzichtet werden, in dem Spannungsspitzen über dem Kondensator mit einer bestimmten Steilheit als Indiz für einen Lastabwurf ausgewertet werden. Alternativ kann zur Strommessung die Spannung über der Laststrecke des Transistors Q_2 oder die Spannung der Induktivität L herangezogen werden. Daneben sind auch alle anderen gängigen Strommessverfahren anwendbar.

15

20

25

Die Erfindung wird nachfolgend anhand der in den Figuren der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispiele näher erläutert. Es zeigt:

Figur 1 das Schaltbild einer allgemeinen Ausführungsform eines bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlers zum Umwandeln größerer Spannungen in kleinere Spannungen,

30

Figur 2 den Verlauf des Drosselstroms bei dem Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Figur 1,

Figur 3 ein erstes Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlers,

Figur 4 ein zweites Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlers,

Figur 5 den Verlauf der Steuerspannungen V_{G1} und V_{G2} in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom (a) für den Fall ohne (b) und mit (c) erfindungsgemäßer Regelung und

Figur 6 den Verlauf verschiedener Parameter bei einem Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler ohne (a) und mit (b) erfindungsgemäßer Regelung.

Das in Figur 3 gezeigte Ausführungsbeispiel geht aus den in Figur 1 gezeigten bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler dadurch hervor, dass in die Source-Leitung des Transistors Q_2 die Laststrecke eines weiteren Transistors Q_3 geschaltet ist. Damit liegt der Sourceanschluss des Transistors Q_3 an Masse M und sein Drainanschluss ist mit dem Sourceanschluss des Transistors Q_2 verschaltet. Der Transistor Q_3 wird durch eine Auswerteschaltung AWS gesteuert, die mittels eines in die Ausgangsleitung geschalteten Messwiderstandes R_M den Ausgangsstrom I_A ermittelt derart, dass sie die Spannung über dem Messwiderstand R_M auswertet und bei Auftreten eines Spannungsabfalls d.h. eines Abfalls des Ausgangsstroms I_A den Transistor Q_3 von dem leitenden Zustand in einen weniger leitenden oder sogar sperrenden Zustand steuert.

Die bei dem Ausführungsbeispiel nach Figur 3 verwendeten Transistoren sind ausschließlich MOS-FETs und weisen parallel zu ihrer Laststrecke in Sperrrichtung liegende parasitäre Dioden D_1 und D_2 , d.h. sogenannte Body-Dioden auf.

5

Sofort nach einem Abfall des Ausgangsstroms I_A wird der Transistor Q_3 durch die Auswerteschaltung AWS teilweise oder ganz gesperrt, wobei auch der Transistor Q_1 durch die Steuerschaltung CTR gesperrt wird, da sich die Spannung U_A ebenfalls erhöht. Das bedeutet, dass der Strom I_L der Drossel L dann über die Body-Diode D_3 fließen muss, was wesentlich verlustreicher ist, als der Strompfad durch den Transistor Q_2 und Q_3 im eingeschalteten Zustand. Dadurch wird zumindest ein Teil der in der Drossel L gespeicherten Energie in dem Transistor Q_3 umgesetzt, anstatt den Kondensator C aufzuladen und damit die Ausgangsspannung U_A zu erhöhen.

10

15

20

Darüber hinaus kann bei dem Ausführungsbeispiel nach Figur 3 entweder durch die Auswerteschaltung AWS oder aber auch durch die Steuerschaltung CTR auch der Transistor Q_2 gesperrt werden, so dass dann die Body-Dioden D_2 und D_3 zur Energieumsetzung zur Verfügung stehen.

25

30

Auch das Ausführungsbeispiel nach Figur 4 geht ebenfalls aus dem in Figur 1 dargelegten bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler hervor, wobei jedoch anstelle zweier MOS-FETs zwei J-FETs Q'_1 und Q'_2 verwendet werden, die entsprechend die MOS-FETs Q_1 und Q_2 aus Figur 2 ersetzen. Darüber hinaus ist in den Lastzweig wiederum der Messwiderstand R_M gesetzt, dessen über ihn abfallende Spannung nun durch die Steuerschaltung CTR ausgewertet wird. Darüber hinaus wertet die Steuerschaltung CTR weiterhin auch die Ausgangsspannung U_A aus.

Wie auch schon beim Ausführungsbeispiel nach Figur 3 werden auch beim Ausführungsbeispiel nach Figur 4 die parasitären Widerstände R_s und R_p aus Figur 1 der besseren Übersichtlichkeit halber weggelassen.

5

Da die bei dem Ausführungsbeispiel nach Figur 4 verwendeten J-FETs Q'_1 und Q'_2 keine Body-Dioden aufweisen, wird bei Auftreten eines Lastabwurfs der als Synchrongleichrichter vorgesehene Transistor Q'_2 nicht vollständig gesperrt sondern nur dessen Widerstand um einen bestimmten Wert, der geeignet ist die in der Drossel L gespeicherte Energie so umzusetzen, dass die Ausgangsspannung U_A nicht oder nur unwesentlich erhöht wird. Um bei zu langsamem Aufsteuern des Transistors Q'_2 zu verhindern, dass dieser überlastet wird, kann zudem eine Diode D_4 parallel zu seiner Laststrecke vorgesehen sein, die die gleiche Wirkung hat wie die Body-Diode D_2 in Figur 3.

10

15

20

Den Vergleich der Wirkungsweisen der in den Figuren 1 und 4 gezeigten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler verdeutlicht Figur 5. In Figur 5 (a) ist über der Zeit T der Verlauf des Ausgangsstroms I_A dargestellt. Der Ausgangsstrom I_A wird dabei als konstant angenommen bis zu einem Zeitpunkt t_D an dem der Laststrom auf fast annähernd null abfällt.

25

30

Bei der Anordnung nach Figur 1 wird gemäß Figur 5 (b) die Steuerschaltung derart reagieren, dass sie das Pulsweitenmodulationsverhältnis nach dem Zeitpunkt t_D verringert, so dass die Ausgangsspannung langsam wieder auf den alten Wert ausgeglichen wird. Aus Figur 5 (b) ist dabei zu ersehen, dass die Transistoren Q_1 und Q_2 invers angesteuert werden, d.h. dass die Spannung V_{G1} auf einem hohen Pegel ist, wenn die Spannung V_{G2} auf einem niedrigen Pegel ist und umgekehrt.

Hingegen wird bei dem Ausführungsbeispiel nach Figur 4 wird gemäß Figur 5 (c) ab dem Zeitpunkt t_D die Steuerspannung V_{G1} auf 0 gesetzt und damit der Transistor Q'_1 gesperrt. Die Spannung V_{G2} wird auf einen solchen Wert gesetzt, dass die Laststrecke des Transistor Q'_2 einen bestimmten Widerstand darstellt, über den die Drossel L abkommutiert. Danach regelt die Steuerschaltung CTR die Ausgangsspannung U_A in üblicher Weise wieder weiter. Es besteht folglich für eine bestimmte Zeit nach dem Auftreten eines Lastabwurfs ein deutlicher Unterschied in der Regelungsweise zwischen der bekannten Anordnung nach Figur 1 und der erfindungsgemäßen Anordnung nach Figur 4.

In der Figur 6 sind zur weiteren Verdeutlichung verschiedene Parameter über der Zeit t nach Auftreten eines Lastabwurfs zum Zeitpunkt t_D für einen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler ohne (a) und mit (b) erfindungsgemäßer Regelung dargestellt. Die dargestellten Parameter sind im einzelnen die Temperatur T_j am Transistor Q_2 bzw. am Transistor Q'_2 , die Spannung am Ausgang U_A sowie den Strom I_L in der Drossel L. Der Verlauf der Transistortemperatur T_j zeigt beim bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler (a) einen langsamen und moderaten Anstieg, der sich wiederum langsam und moderat abbaut, während bei der erfindungsgemäßen Wandleranordnung die Temperatur sehr schnell auf einen hohen Wert erhöht, um dann jedoch auch wieder schnell abzufallen. Aus diesem Temperaturverlauf ist zu sehen, dass in dem Transistor Q'_2 kurzfristig eine hohe Energie umgesetzt wird. Wie aus dem Vergleich der Ausgangsspannungen dann zu ersehen ist, steht diese Energie nicht mehr für die Erhöhung der Ausgangsspannung U_A zur Verfügung, wodurch bei erfindungsgemäßer Regelung nur ein kleiner Spannungsanstieg erfolgt, der dann jedoch auch wieder rasch abklingt (b). Dem gegenüber erhöht sich die Ausgangsspannung U_A

bei einem bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler deutlich und verharret auch wesentlich länger in diesem Zustand, da die Spannung ausschließlich durch den allgemeinen Regelmechanismus über die Pulsweitenmodulation ausgeglichen werden muss.

5

Schließlich zeigt Figur 6 noch den Verlauf des Stromes I_L , der den Kondensator C am Ausgang lädt. Wie zu ersehen ist, fällt der Strom I_L wesentlich schneller ab bei der erfindungsgemäßen Wandleranordnung im Gegensatz zu der bekannten Anordnung. Da die vom Stromverlauf eingeschlossene Fläche die Energie angibt, die in den Kondensator fließt, ist aus Figur 6 gleich zu ersehen, dass der Kondensator C bei einem erfindungsgemäßen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler wesentlich weniger Energie bei einem Lastabwurf erhält.

15

Bezugszeichenliste:

	CTR	Steuerschaltung
	DR	Treiberschaltung
20	V_{G1}, V_{G2}	Steuerspannungen
	$Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2, Q_3$	Transistoren
	L	Drossel
	C	Kondensator
	R_S, R_P	Parasitäre Widerstände
25	R_L	Lastwiderstand
	R_M	Messwiderstand
	I_{Q1}, I_{Q2}, I_L, I_A	Ströme
	U_E, U_A	Spannungen
	M	Masse
30	t	Zeit
	t_D	Zeitpunkt des Lasteinbruchs
	T_j	Transistortemperatur
	D1, D2, D3, D4	Dioden

Patentansprüche

1. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler mit

einer Reihenschaltung einer Drossel (L) und eines Kondensators (C), wobei über dem Kondensator (C) eine Ausgangsspannung (U_A) für eine Last (R_L) abgegriffen wird und die Last (R_L) einen Laststrom (I_A) hervorruft,

einem Umschalter (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) zum Aufschalten einer Eingangsspannung (U_E) auf die Reihenschaltung oder zum Kurzschließen der Reihenschaltung,

einer Steuerschaltung (CTR) zum Steuern des Umschalters (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) derart, dass der Umschalter (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) die Reihenschaltung abwechselnd kurzschließt oder auf die Eingangsspannung (U_E) aufschaltet, und

einem Mittel (Q_2, Q'_2, Q_3) zum Erhöhen eines Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung zumindest bei mittels des Umschalters (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) kurzgeschlossener Reihenschaltung, wenn der Laststrom (I_A) um einen bestimmten Wert abfällt.

2. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 1, bei dem der Umschalter (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) eine Gegentaktendstufe mit Transistoren (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) aufweist, von denen ein erster Transistor (Q_1, Q'_1) zum Aufschalten der Eingangsspannung (U_E) auf die Reihenschaltung und ein zweiter Transistor (Q_2, Q'_2) zum Kurzschließen der Reihenschaltung vorgesehen ist.

3. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 2, bei dem als Mittel zum Erhöhen des Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung der zweite Transistor (Q_2, Q'_2) vorgesehen ist, wobei

der zweite Transistor (Q_2 , Q'_2) durch die Steuerschaltung (CTR) in einen weniger leitenden Zustand gesteuert wird.

4. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 2 oder 3, bei dem der zweite Transistor (Q_2) ein Metall-Oxid-Semiconductor-Feldeffekttransistor ist.

5. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 2 oder 3, bei dem der zweite Transistor (Q'_2) ein Junction-Feldeffekttransistor ist.

6. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 2, bei dem als Mittel zum Erhöhen des Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung der zweite Transistor (Q_2 , Q'_2) vorgesehen ist, wobei der zweite Transistor (Q_2 , Q'_2) durch die Steuerschaltung in den sperrenden Zustand gesteuert wird.

7. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 1, bei dem als Mittel zum Erhöhen des Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung ein dritter Transistor (Q_3) vorgesehen ist, der bei Auftreten eines Laststromabfalls vom leitenden Zustand in einen weniger leitenden Zustand gesteuert wird.

8. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 7, bei dem der dritte Transistor (Q_3) durch eine den Laststrom auswertende Überwachungseinrichtung (AWS) gesteuert wird.

9. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach einem der Ansprüche 1 bis 8, bei dem der Laststrom (I_A) durch die Steuereinrichtung (CTR) ausgewertet wird.

Zusammenfassung

Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler

5 Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler mit einer Reihenschaltung ei-
ner Drossel (L) und eines Kondensators (C), wobei über dem
Kondensator (C) eine Ausgangsspannung (U_A) für eine Last (R_L)
abgegriffen wird und die Last (R_L) einen Laststrom (I_A) her-
vorrufen, einem Umschalter (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) zum Aufschalten
10 einer Eingangsspannung (U_E) auf die Reihenschaltung oder zum
Kurzschließen der Reihenschaltung, einer Steuerschaltung
(CTR) zum Steuern des Umschalters (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) derart,
dass der Umschalter (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) die Reihenschaltung ab-
wechselnd kurzschließt oder auf die Eingangsspannung (U_E)
15 aufschaltet, und einem Mittel (Q_2, Q'_2, Q_3) zum Erhöhen eines
Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung zumindest bei
mittels des Umschalters (Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2) kurzgeschlossener
Reihenschaltung, wenn der Laststrom (I_A) um einen bestimmten
Wert abfällt.

20

Figur 3

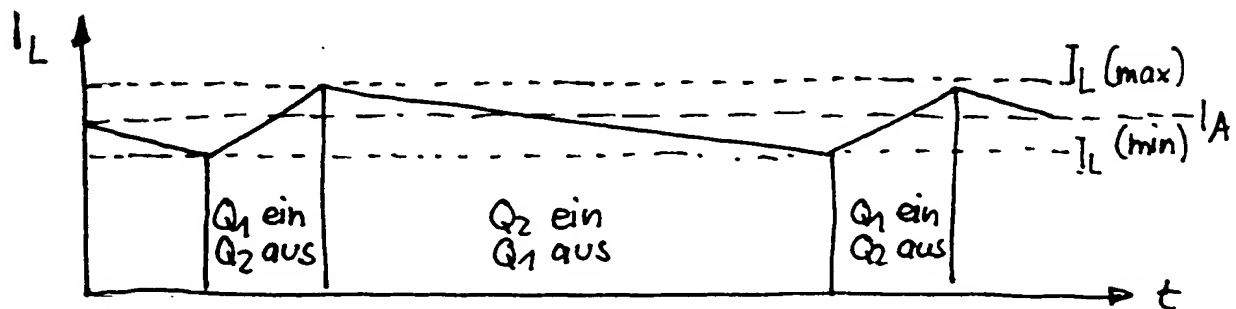
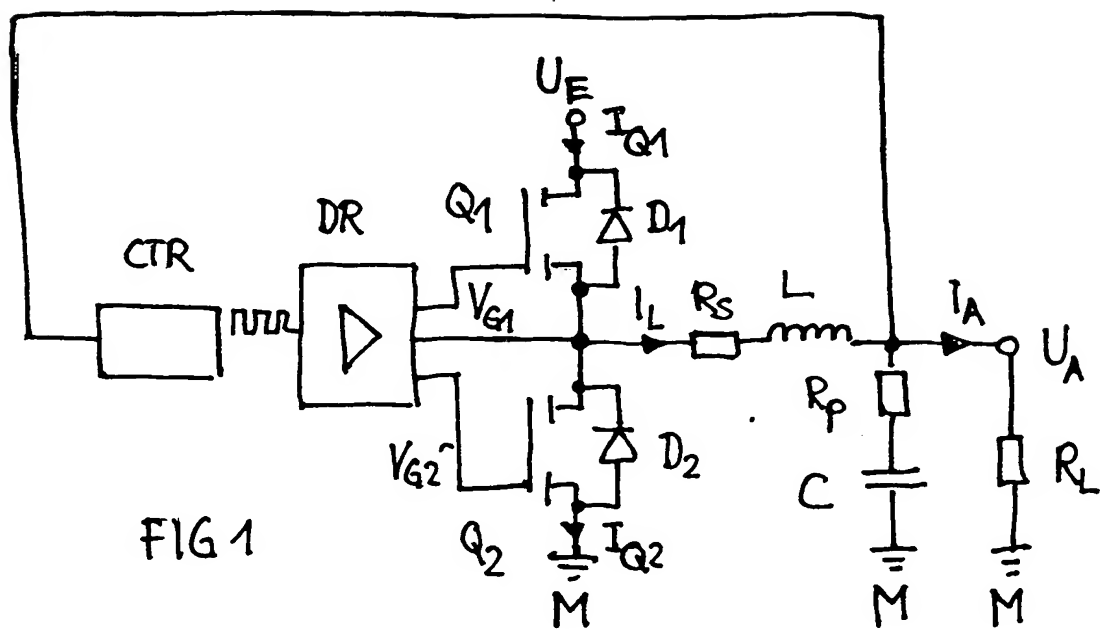
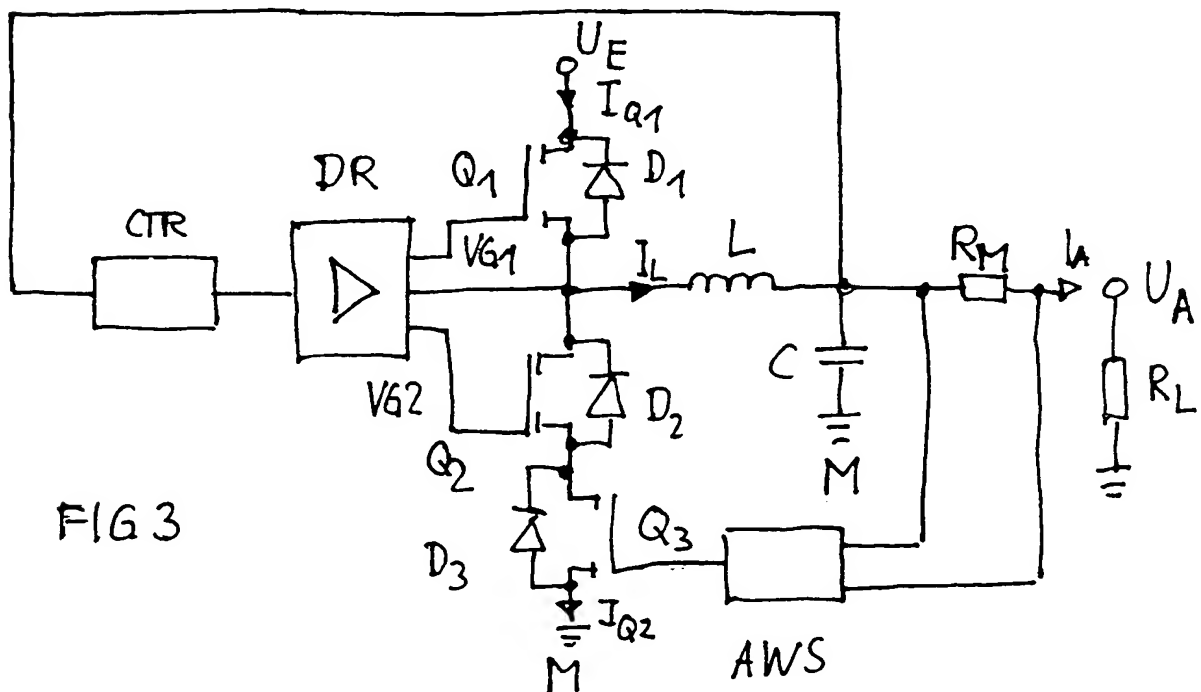


FIG 2



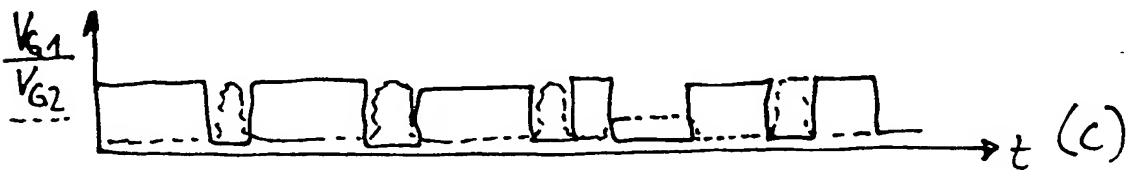
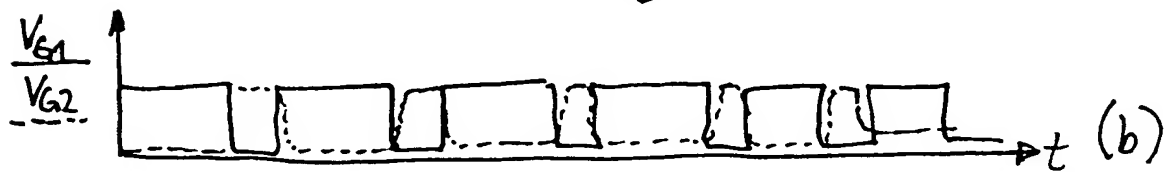
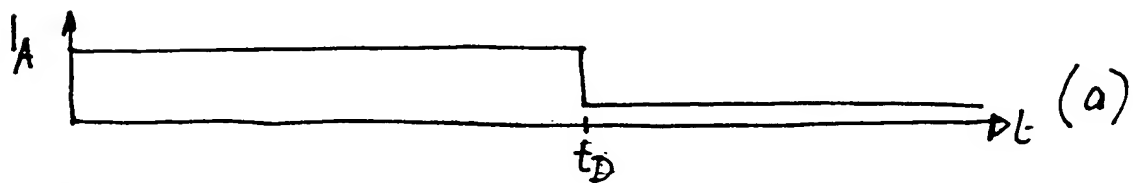
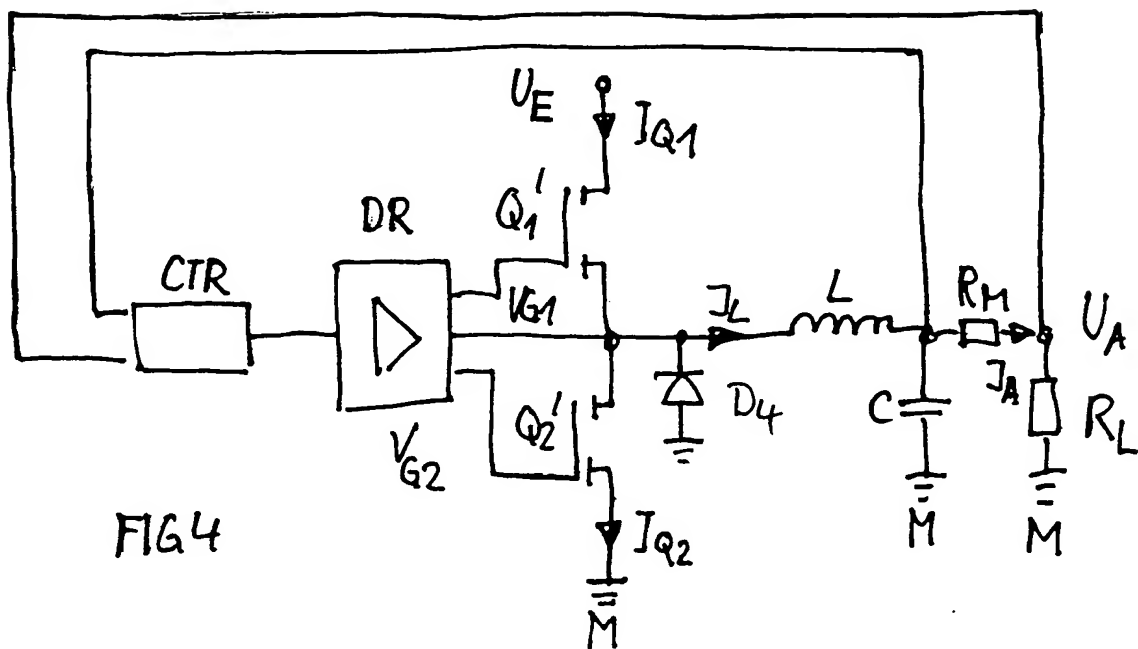


FIG 5

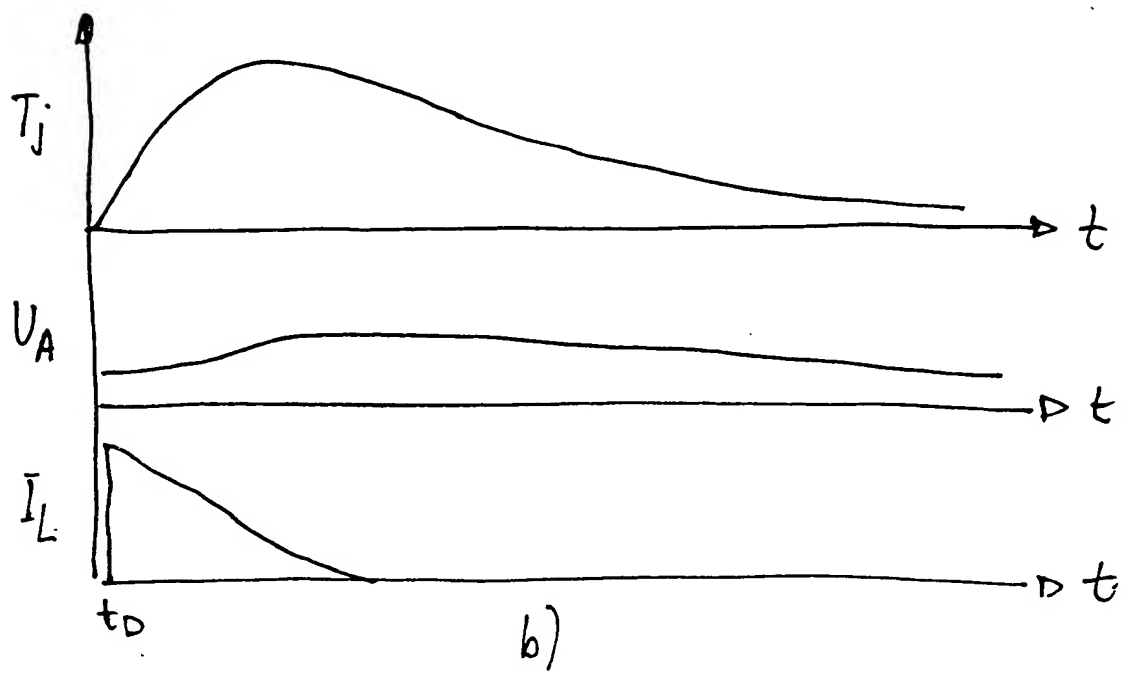
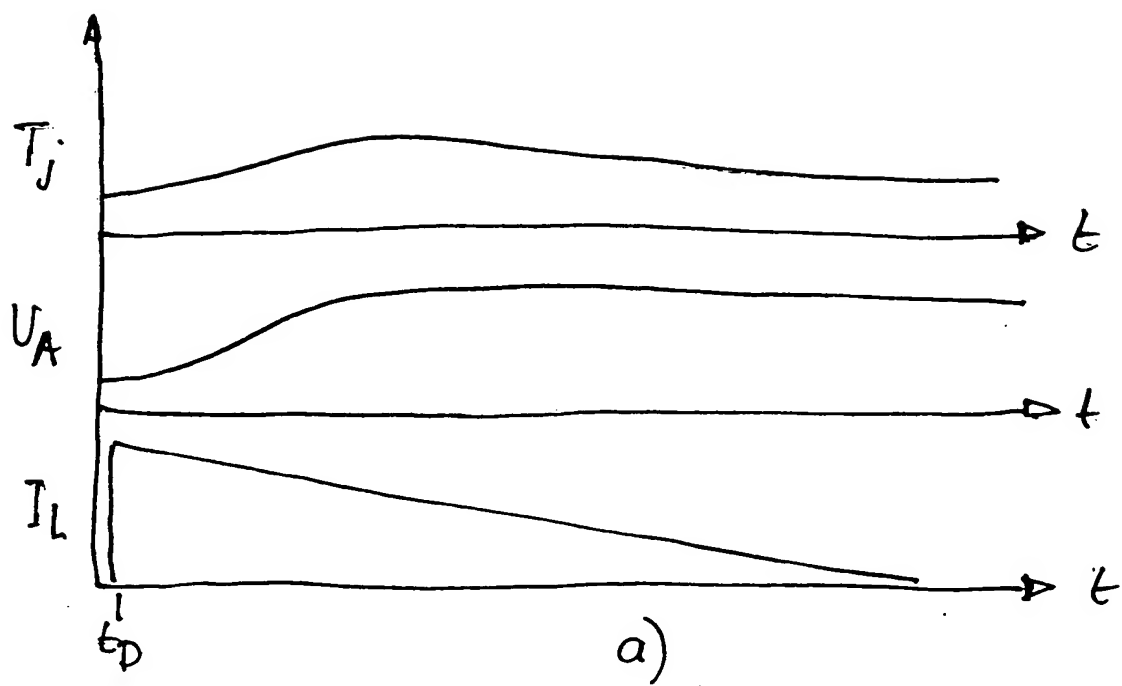


FIG 6

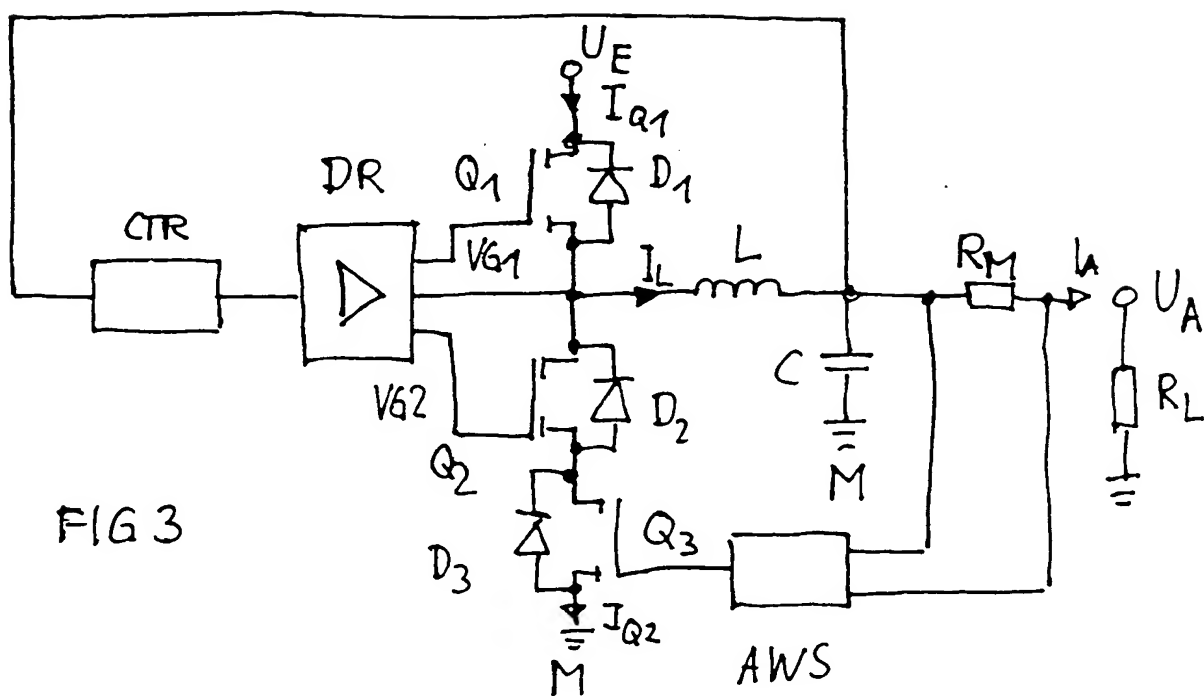


FIG 3